

621.396.2(075)

Д – 998

№ 5020



**А. П. Дятлов, П. А. Дятлов**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОСИСТЕМ  
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПОВЫШЕННЫМИ  
СКРЫТНОСТЬЮ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬЮ**

2013

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное  
автономное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Южный федеральный университет»**

**А. П. Дятлов, П. А. Дятлов**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОСИСТЕМ  
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПОВЫШЕННЫМИ  
СКРЫТНОСТЬЮ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬЮ**

Учебное пособие по курсовому проектированию

**Часть 1. Системы связи с использованием  
линейно-частотно-модулированных сигналов**

Таганрог 2013

ББК 32.884.1

УДК 621.396.2(075)

**Рецензенты:**

кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Связь на железнодорожном транспорте», РГУПС, *Моченов А.Д.*,

доктор технических наук, профессор, начальник отдела Ростовского НИИ радиосвязи, *Расщепляев Ю. С.*

**Дятлов А. П., Дятлов П. А.**

Проектирование радиосистем передачи информации с повышенными скрытностью и помехозащищенностью: Учебное пособие по курсовому проектированию, ч. 1. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – 39 с.

ISBN

В пособии рассматриваются этапы проектирования радиосистем передачи информации с повышенными скрытностью и помехозащищенностью при использовании линейно-частотно-модулированных сигналов.

Предназначается для студентов специальностей 210304 Радиоэлектронные системы и комплексы и 210402 Средства связи с подвижными объектами дневной, заочной и дистанционной форм обучения, а также специалистов, повышающих квалификацию в центрах переподготовки кадров.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

© ТТИ ЮФУ, 2013

© Дятлов А. П., 2013

© Дятлов П. А., 2013

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в мире происходит новая революция, связанная с бурным развитием информатизации всех сфер жизни современного общества.

Это означает, что главным стратегическим национальным ресурсом в настоящее время становится информация и информационные технологии, а также радиочастотный спектр как обобщенное ограниченное пространство передачи и распределения информации. Экономный расход этого ресурса и контроль над этим расходом представляет важную государственную задачу. Потребность в постоянном росте объёма передаваемой информации с высоким уровнем достоверности приводит к необходимости увеличения количества используемых систем связи (СС) и управления. Однако такой подход является экстенсивным и порождает проблемы в обеспечении электромагнитной совместимости, помехозащищённости и помехоустойчивости СС. Решению перечисленных проблем способствует использование в качестве носителей информации широкополосных сигналов (ШС), а также применение оптимальных пространственно-временных алгоритмов принимаемых сигналов.

В настоящее время при реализации РЭС широкое применение получили такие разновидности ШС как фазоманипулированные сигналы (ФМС), линейно-частотно-модулированные сигналы (ЛЧМС) и сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (СППРЧ).

В данном учебном пособии акцент сделан на проектировании систем связи с повышенными скрытностью и помехозащищённостью при использовании линейно-частотно-модулированных сигналов. Материал базируется на многолетнем опыте авторов, опубликованном в работах [2–5].

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННЫМИ СКРЫТНОСТЬЮ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬЮ

Широкополосные сигналы (ШС) находят широкое применение в военных и коммерческих системах связи (СС). Благодаря тому, что ШС имеют большие базы сигналов, появляется возможность снижения спектральной плотности мощности полезного сигнала в точке приема до уровня фоновых шумов, обеспечивая скрытность работы СС и решение проблемы электромагнитной совместимости. Использование в таких СС квазиоптимальных алгоритмов на основе квазикогерентной и автокорреляционной обработок и согласованной фильтрации обеспечивает также высокие показатели помехоустойчивости и помехозащищенности.

В настоящее время имеется большое количество работ известных ученых Г.И. Тузова, Л.С. Варакина, В.И. Борисова и других по построению СС с использованием ФМС. Однако вопросы построения СС с использованием ЛЧМС освещены фрагментарно. Актуальность исследований СС с использованием ЛЧМС обусловлена тем, что при этом появляется возможность существенно увеличить ширину спектра сигнала (до 1 ГГц), а также обеспечить инвариантность при автокорреляционной обработке к величине априорной неопределенности о средней частоте сигнала.

В качестве одной из возможных областей применения СС с использованием ЛЧМС является организация сетей связи в миллиметровом частотном диапазоне, обладающем широким частотным диапазоном, большой частотной нестабильностью гетеродинов и простотой реализации пространственной селекции.

Этапы проектирования СС детально освещены в работе [1]. Выбор вариантов построения линейного тракта приемника СС можно осуществлять на основе материалов, изложенных в работе [2]. Взаимосвязь между основными характеристиками СС можно установить при использовании уравнения энергетического баланса  $P_s = P_{пр}$ , где  $P_s$  – мощность сигнала на входе ЛТП СС;  $P_{пр}$  – реальная чувствительность приемника СС.

Расчет основных характеристик передающей части СС может быть выполнен при использовании следующих соотношений:

$$P_s = WS_{пр}; \quad W = \frac{P_{п}G_{п}\eta_{п}K_3}{4\pi r_{св}^2}; \quad S_{пр} = \frac{G_{пр}\lambda^2}{4\pi};$$

$$K_3 \geq 1/L_{доп}; \quad r_{св} \leq r_p; \quad \lambda = c/f_s,$$

где  $W$  – плотность потока мощности на входе приемника СС;  $S_{\text{пр}}$ ,  $G_{\text{пр}}$  – эффективные площадь апертуры и коэффициент усиления приемной антенны;  $G_{\text{п}}$  – коэффициент усиления передающей антенны;  $\eta_{\text{п}}$  – коэффициент полезного действия фидерного тракта передатчика;  $r_{\text{св}}$ ,  $r_{\text{р}}$  – дальность связи и прямой радиовидимости;  $K_3$  – коэффициент энергетического запаса на трассе;  $L_{\text{доп}}$  – дополнительные потери при распространении радиоволн;  $\lambda$  – рабочая длина волны;  $f_s$  – средняя частота сигнала;  $c$  – скорость распространения радиоволн.

Расчет основных характеристик приемника СС может быть выполнен при использовании следующих соотношений:

$$P_{\text{пр}} = kT_0 N_{\text{ш}} \Delta f_{\text{лт}} g_{\text{вх}}^2; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}; \quad \Delta f_{\text{лт}} = \Delta f_s + \delta f;$$

$$\Delta f_n = n_k \Delta f_{\text{лт}}; \quad n_k \in [1, M_f]; \quad g = f(g_{\text{вх}}^2, B, T_6); \quad P_{\text{ош}} = f(g);$$

$$T_6 = m\tau_{\text{и}}; \quad m \geq 1; \quad R = 1/T_6,$$

где  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума приемника;  $\Delta f_{\text{лт}}$  – шумовая полоса канала ЛТП;  $\Delta f_n$  – ширина рабочего частотного диапазона приемника;  $\Delta f_s$  – ширина спектра ЛЧМС;  $B$ ,  $\tau_{\text{и}}$  – база и длительность импульса ЛЧМС;  $n_k$  – количество каналов в ЛТП;  $\delta f$  – величина априорной неопределенности о частоте  $f_s$ ;  $M_f$  – количество частот в частотно-временной матрице при использовании в СС комбинации ЛЧМС и СППРЧ;  $g$  – отношение сигнал/шум по напряжению на выходе демодулятора приемника;  $P_{\text{ош}}$  – вероятность ошибочных решений;  $T_6$  – длительность бита;  $m$  – количество импульсов ЛЧМС в бите;  $R$  – скорость передачи информации.

При выполнении курсового проекта необходимо на основе вышеприведенных соотношений решить задачу оптимизации СС по одному из параметров, набор которых перечислен в подразд. 5.2.

## 2. СИСТЕМА СКРЫТОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЧМ-СИГНАЛОВ

В данном разделе рассматриваются пути построения скрытной системы связи с использованием широкополосных ЛЧМ-сигналов, в которых информативным признаком является знак скорости перестройки частоты.

Структура исследуемой системы связи (СС) приведена на рис. 2.1, где  $A_1$ ,  $A_2$  – антенны;  $\Phi_{\text{лчм}}$  – формирователь ЛЧМ-сигнала; ИС – источник сообщения;  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  – гетеродины; См – смеситель; Ком – коммутатор; ПФ – полосовой фильтр; УМ – усилитель мощности; ЛТП – линейный тракт приемника; ЛЗ –

линия задержки; П – перемножитель; УСЧ – устройство сдвига частоты; ЧД – частотный детектор; УФ – узкополосный фильтр; Об – обнаружитель; РУ – решающее устройство; Пер – передающая часть; Пр – приемная часть.

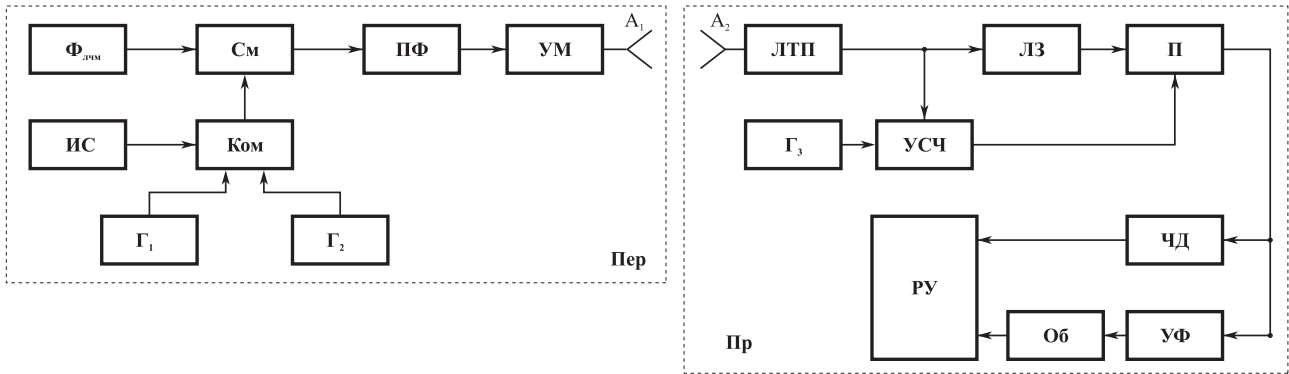


Рис. 2.1

Принцип действия состоит в следующем [3]. В передающей части СС формирователь ЛЧМ-сигнала на основе пассивного или активного методов производит опорный сигнал  $S_1(t)$ , представляющий периодическую последовательность ЛЧМ-импульсов

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^N S_0(t - t_i) \quad \text{при } t_0 + (i - 1)\tau_{\text{и}} \leq t_i \leq t_0 + i\tau_{\text{и}}; \quad N = T_c/\tau_{\text{и}};$$

$$S_0(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 - \Delta f_{\text{д}}/2)t + \pi\beta t^2 + \varphi_0],$$

где  $S_0(t)$  – сигнал, соответствующий одиночному ЛЧМ-импульсу с амплитудой  $U_0$ , средней частотой  $f_0$ , девиацией частоты  $\Delta f_{\text{дев}}$ , скоростью перестройки частоты  $\beta$ , длительностью импульса  $\tau_{\text{и}}$ , начальной фазой  $\varphi_0$ ;  $T_c$  – длительность сеанса связи;  $N$  – количество импульсов за  $T_c$ ;  $t_0$  – момент начала сеанса связи.

Далее в передающей части осуществляется преобразование частоты опорного сигнала  $S_1(t)$  вверх и вниз с использованием гетеродинов  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  с целью формирования двухкомпонентного ЛЧМ-сигнала  $S_{11}(t)$  и  $S_{12}(t)$ , обеспечивающего передачу информации путем смены знака скорости изменения частоты  $\beta$

$$S_{10}(t) = \Pi_1(t) S_{11}(t) + \Pi_2(t) S_{12}(t);$$

$$S_{11}(t) = U_1 \cos[2\pi(f_{\Gamma 1} + f_0 - \Delta f_{\text{д}}/2)t + \pi\beta t^2 + \varphi_0 + \varphi_{\Gamma 1}];$$

$$S_{12}(t) = U_1 \cos[2\pi(f_{\Gamma 2} - f_0 + \Delta f_{\text{д}}/2)t - \pi\beta t^2 - \varphi_0 + \varphi_{\Gamma 2}];$$

$$f_{\Gamma 1} + f_0 - \Delta f_{\text{д}}/2 = f_{\Gamma 2} - f_0 + \Delta f_{\text{д}}/2 = f_s;$$

$$\Pi_{1,2}(t) = \sum_{i=1}^N a_i \text{rect}(t - t_i); \quad a_i \in [+1; -1];$$

$$\text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i-1)\tau_n \leq t_i \leq t_0 + i\tau_n; \\ 0 & \text{при других } t, \end{cases}$$

где  $S_{11}(t)$  – ЛЧМ-импульс, соответствующий передаче бита (+1), с амплитудой  $U_1$ , средней частотой  $f_s$ , начальной фазой  $\varphi_0 + \varphi_{r2}$ ;  $S_{12}(t)$  – ЛЧМ-импульс, соответствующий передаче бита (-1), с амплитудой  $U_1$ , средней частотой  $f_s$ , начальной фазой  $\varphi_{r2} - \varphi_0$ ;  $f_{r1}$ ,  $\varphi_{r1}$  – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_1$ ;  $f_{r2}$ ,  $\varphi_{r2}$  – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_2$ ;  $\Pi_{1,2}(t)$  – манипулирующие последовательности при передаче битов (+1) и (-1);  $a_i$  – коэффициенты в манипулирующих последовательностях  $\Pi_{1,2}(t)$ ;  $\text{rect}(x)$  – временное окно.

В приемной части СС после усиления преобразования частоты и частотной селекции на промежуточной частоте  $f_{пч}$  выделяется аддитивная смесь сигнала  $S(t)$  и шума  $n(t)$

$$y_2(t) = S_{пч}(t) + n(t);$$

$$S_{пч}(t) = U_{ms} \cos[2\pi f_{пч} t + \Pi_{1,2}(t)\beta t^2 + \varphi_{пч}];$$

$$f_{пч} = f_s - f_{сч}; \quad \Delta f_d = \Delta f_n; \quad R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos(2\pi f_{пч} \tau),$$

где  $S_{пч}(t)$  – сигнал с амплитудой  $U_1$ , частотой  $f_{пч}$ , фазой  $\varphi_{пч}$ ;  $R_n(\tau)$  – автокорреляционная функция шума  $n(t)$  с дисперсией  $\sigma_n^2$  и шириной спектра  $\Delta f_n$ ;  $f_{сч}$  – частота синтезатора частоты в ЛТП.

Далее аддитивная смесь  $y_2(t)$  преобразуется в автокорреляционном устройстве следующим образом [3]:

$$U_A(t) = \Phi(x) = \int_{-\infty}^t h_\Phi(t-x) y_2(x-\tau) y_2(f, x) dx;$$

$$h_\Phi(t) = 2\Delta f_\Phi \text{sinc}(\pi \Delta f_\Phi t) \cos(2\pi f_\Phi t); \quad f_\Phi = f_{r3};$$

$$y_2(t-\tau) = S_{пч}(t-\tau_n) + n(t-\tau); \quad y_2(f, \tau) = S_{пч}(f, t) + n(t);$$

$$S_{сч}(f, t) = K_{ycч} U_{ms} \cos[2\pi(f_\Phi + f_{r3})t + \Pi_{1,2}(t)\beta t^2 + \varphi_{пч} + \varphi_{r3}],$$

где  $U_A(t)$  – напряжение на выходе автокорреляционного устройства;  $h_\Phi(t)$  – импульсная реакция на выходе полосового фильтра (ПФ), устанавливаемого на



выходе перемножителя;  $f_\Phi$ ,  $\Delta f_\Phi$  – средняя частота и полоса пропускания ПФ;  $f_{Г3}$ ,  $\Phi_{Г3}$  – частота и начальная фаза гетеродина  $\Gamma_3$ ;  $y_2(t - \tau)$  – аддитивная смесь после линии задержки;  $y_2(t, \tau)$  – аддитивная смесь на выходе устройства сдвига частоты, в качестве которого используется балансный смеситель с подавлением зеркального канала;  $K_{УСЧ}$  – коэффициент передачи УСЧ;  $S_{сч}(f, t)$  – сигнал на выходе УСЧ с начальной фазой  $\Phi_{пч} + \Phi_{Г3}$ .

Напряжение на выходе автокорреляционного устройства  $U_A(t)$  состоит из трех компонентов

$$U_A(t) = U_{ss}(t) + U_{sn}(t) + U_{nn}(t),$$

где  $U_{ss}(t)$ ,  $U_{sn}(t)$ ,  $U_{nn}(t)$  – компоненты, полученные в результате взаимодействия «сигнал–сигнал», «сигнал–шум», «шум–шум».

Существенным достоинством исследуемой системы связи является инвариантность полезного эффекта к априорной неопределенности о несущей частоте сигнала  $f_s$ , нестабильности частоты синтезатора частот  $f_{сч}$  и наличию доплеровского смещения частоты  $f_d$ .

Полезный эффект соответствует первому компоненту

$$U_{ss}(t) = K_\Pi K_{УСЧ} \frac{U_{ms}^2}{2} \cos[2\pi(f_{Г3} + \Pi_{1,2}(t)\beta\tau)t] \quad \text{при } \Delta f_\Phi \geq 2\beta\tau + 2/\tau_\Pi,$$

где  $K_\Pi$  – коэффициент передачи перемножителя размерностью 1/В;  $\Delta f_\Phi$  – полоса пропускания полосового фильтра.

При этом компонент  $U_{ss}(t)$  с частотой  $(f_{Г3} + \beta\tau)$  соответствует приему бита (+1), а компонент  $U_{ss}(t)$  с частотой  $(f_{Г3} - \beta\tau)$  соответствует приему бита (–1). С целью повышения помехоустойчивости СС на выходе перемножителя целесообразно вместо одного полосового фильтра в частотном детекторе использовать два узкополосных фильтра с полосой пропускания  $\Delta f_{уф} = 2/\tau_\Pi$  и средними частотами  $f_{уф1} = f_{Г3} + \beta\tau$  и  $f_{уф2} = f_{Г3} - \beta\tau$ , когда величина запаздывания выбирается из условия  $\tau \ll \tau_\Pi$ ;  $\tau \ll \tau_{кп}$  и  $\tau > 2/\beta\tau_\Pi$ , где  $\tau_{кп}$  – коэффициент автокорреляции шума на выходе ЛТП.

Поскольку в частотном детекторе реализуется некогерентная обработка, то при прямоугольных амплитудно-частотных характеристиках узкополосных фильтров вероятность ошибочных решений  $P_{\text{ош}}$  может определяться из соотношений

$$P_{\text{ош}} = 0,5 e^{-\frac{g_{\text{уф}}^2}{4}},$$

где  $g_{\text{уф}}$  – отношение сигнал/шум по напряжению на выходе узкополосных фильтров.

При соответствующем выборе величины  $\tau$ , когда  $\tau < 0,1\tau_{\text{и}}$ ,  $\tau \gg 1/\Delta f_{\text{п}}$ , а также при  $\Delta f_{\text{п}} = \Delta f_{\text{дев}}$ ,  $\Delta f_{\text{уф}} = 2/\tau_{\text{и}}$ , как показано в работе [3], отношение сигнал/шум на выходе узкополосного фильтра равно

$$g_{\text{эф}} = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}}/\Delta f_{\text{уф}}}}{\sqrt{2}\sqrt{1+2g_{\text{вх}}^2}}.$$

Для обеспечения  $P_{\text{ош}} = 5 \cdot 10^{-4}$  необходимо обеспечить  $g_{\text{уф}} = 5,3$ . При  $\Delta f_{\text{п}} = \Delta f_{\text{д}} = 10^8$  Гц,  $\tau_{\text{и}} = 10^{-4}$  с,  $f_{\text{ГЗ}} = 10$  МГц требуется использовать в частотном детекторе узкополосные фильтры с полосой  $\Delta f_{\text{уф}} = 20$  кГц и средними частотами  $f_{\text{уф1}} = 9$  МГц и  $f_{\text{уф2}} = 11$  МГц. Функционирование СС при этих исходных условиях обеспечивает при  $g_{\text{вх}}^2 = 0,1$  (–10 дБ), что соответствует требованиям к ее энергетической скрытности. Скорость передачи информации в СС определяется из условия  $R = 1/\tau_{\text{и}}$  и составляет для данного примера  $10^4$  Гц/с.

Далее проведем анализ помехозащищенности системы связи для случая трехкомпонентной модели радиообстановки  $y_3(t) = S(t) + P(t) + n(t)$ , где  $P(t)$  – прицельная помеха в виде гармонического процесса или узкополосного шумового процесса, спектр которого перекрывается со спектром полезного сигнала.

Для случая, заслуживающего наибольшего внимания, уровень помехи  $P(t)$  намного превышает уровень шума  $n(t)$ , что позволяет в эффекте на выходе перемножителя учитывать только три компонента  $U_{\text{А}}(t) = U_{\text{ss}}(t) + U_{\text{sp}}(t) + U_{\text{pp}}(t)$ ,  $U_{\text{ss}}(t)$ ,  $U_{\text{sp}}(t)$ ,  $U_{\text{pp}}(t)$  – компоненты, полученные в результате взаимодействия «сигнал–сигнал», «сигнал–помеха», «помеха–помеха».

Компонент «помеха–помеха» инвариантен к частоте помехи  $f_p$  и при  $\tau \leq \tau_{кр}$ , где  $\tau_{кр}$  – интервал корреляции помехи  $P(t)$ , обеспечиваются условия свертки спектра, и при этом на выходе УФ имеем

$$U_{pp}(t) = K_n K_{усч} \frac{U_{mp}^2}{2} \cos(2\pi f_{r3} t).$$

Обнаружение наличия в составе входной аддитивной смеси помехи  $P(t)$  и оценивание ее уровня осуществляется в некогерентном обнаружителе, характеристики которого рассчитываются следующим образом:

$$P_{пор} = 1 - Q(g_{pn}, g_{пор}); \quad P_{лтр} = e^{-\frac{g_{пор}^2}{2}};$$

$$Q(g_{pn}, g_{пор}) = \int_{g_{пор}}^{\infty} x e^{-\left(\frac{x^2 + g_{pn}^2}{2}\right)} I_0(x, g_{pn}) dx;$$

$$g_{pn} = \sqrt{2} g_{уфрп} \quad \text{при } g_{вхрп} > 1; \quad g_{уфрп} = g_{вхрп} \sqrt{\Delta f_n / \Delta f_{уф}},$$

где  $P_{пор}$ ,  $P_{лтр}$  – вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги при приеме помехи  $P(t)$ ;  $g_{пор}$  – нормированный порог;  $g_{pn}$ ,  $g_{уфрп}$  – отношение помеха/шум на выходе обнаружителя и узкополосного фильтра;  $Q(g_{pn}, g_{пор})$  – функция Маркума;  $g_{вхрп}$  – отношение помеха/шум на входе автокорреляционного устройства.

Информация об обнаружении помехи  $P(t)$  и оценка ее амплитуды  $U_{mp}$  поступают в РУ и используется для адаптации системы связи.

Поскольку компонент «помеха–помеха»  $U_{pp}(t)$  отфильтровывается в узкополосных фильтрах, входящих в состав частотного детектора, то отношение сигнал/помеха  $g_{sp}$  по напряжению на выходе узкополосных фильтров, входящих в состав ЧД, можно представить в следующем виде:

$$g_{sp} = \frac{U_{ss}}{2U_{sp}} = 0,5 g_{вхсп} \sqrt{\Delta f_{дев} / \Delta f_{уф}},$$

где  $g_{вхсп}$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на входе автокорреляционного устройства.

Поскольку для обеспечения вероятности ошибочных решений  $P_{\text{ош}} = 5 \cdot 10^{-4}$  необходимо обеспечить  $g_{\text{уф}} = 5,3$ , то при  $\Delta f_{\text{дев}} = 10^8$  Гц,  $\Delta f_{\text{уф}} = 2 \cdot 10^4$  Гц нормальное функционирование системы связи обеспечивается, если  $g_{\text{вхсп}} \leq 0,15$  (–17 дБ). Если в приемной части системы связи используется высоконаправленная антенна  $A_2$ , а помеха  $P(t)$  приходит с направления, соответствующего боковому лепестку, имеющему ослабление, равное 25 дБ, то подавления помехи составит 42 дБ.

В тех случаях, когда уровень помехи  $P(t)$  на входе ЛТП превосходит допустимый уровень, то для обеспечения нормального функционирования системы связи требуется принятие адаптационных мер, например, таких как переход к комбинированным сигналам, использующим, наряду с ЛЧМ, псевдослучайные перестройки частоты сигнала.

Результаты проведенных исследований могут найти применение при проектировании скрытных систем связи с повышенной помехозащищенностью.

### **3. КОМАНДНАЯ РАДИОЛИНИЯ С ПОВЫШЕННЫМИ СКРЫТНОСТЬЮ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬЮ**

С целью повышения скрытности и помехозащищенности командной радиолинии (КРЛ) в данном разделе исследуются принципы их построения на основе использования ШС с комбинированной модуляцией типа ЛЧМ–БМ–ППРЧ–ЧМн, где ЛЧМ – линейно-частотная модуляция; БМ – балансная модуляция; ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты; ЧМн – частотная манипуляция.

На рис. 3.1 приведена структурная схема исследуемой командной радиолинии (КРЛ), где ГС – генератор линейно-частотно-модулированного сигнала; ПФ<sub>1</sub>, ПФ<sub>2</sub>, ПФ<sub>3</sub> – полосовые фильтры; См<sub>1</sub>, См<sub>2</sub> – смесители; УМ – усилитель мощности; А<sub>1</sub>, А<sub>2</sub> – антенны; БМ – балансный модулятор; СЧ<sub>1</sub>, СЧ<sub>2</sub> – синтезаторы частоты; КД<sub>1</sub>, КД<sub>2</sub> – квадратичные детекторы; УФ<sub>0</sub>, УФ<sub>1</sub>, УФ<sub>2</sub> – узкополосные фильтры; ФД – фазовый детектор; И<sub>0</sub>, И<sub>1</sub>, И<sub>2</sub> – интеграторы; УЧ – умножитель частоты; Г<sub>1</sub> – перестраиваемый по частоте гетеродин; Упр<sub>1</sub>, Упр<sub>2</sub> – управители; Син – синхронизатор; ИС – источник сообщений; УВЧ – усилитель высокой частоты; УПЧ – усилитель промежуточной частоты; ДО<sub>1</sub>, ДО<sub>2</sub> – детекторы оги-

бающей; ЧД – частотный детектор; РУ – решающее устройство; Пер – передатчик; Пр – приемник.

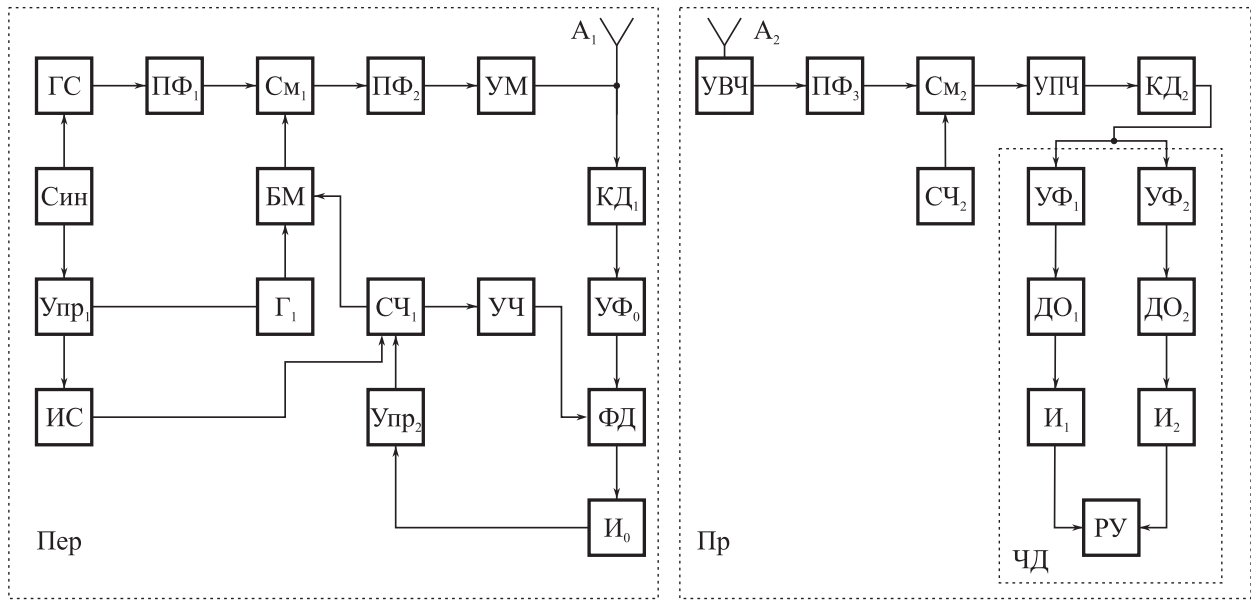


Рис. 3.1

Функционирование РКЛ осуществляется в несколько этапов [4].

На первом этапе рассмотрим особенности формирования сигналов в передающем устройстве.

Генератор сигналов (ГС) при воздействии на него тактовой последовательности  $U_c(t)$  от синхронизатора (Син) формирует последовательность ЛЧМ-импульсов  $S_1(t)$ . При этом имеем

$$U_c(t) = U_n \sum_{i=1}^N \text{rect}(t - t_i); \quad i \in [1, N]; \quad N = T_c/T_n;$$

$$\text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{if } t_0 + (i-1)T_n \leq t \leq t_0 + (i-1)T_n + \tau_n; \\ 0 & \text{if } t < t_0 + (i-1)T_n \text{ or } t > t_0 + (i-1)T_n + \tau_n; \end{cases} \quad \tau_n \ll T_n;$$

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^N S_0(t - t_i) \quad \text{при } t_0 \leq t \leq t_0 + \tau_n; \quad S_0(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 - \Delta f_d/2)t + \pi\beta t^2 + \varphi_0];$$

$$B_1 = \Delta f_d \tau_n; \quad T_n = \tau_n; \quad \Delta f_d = \beta \tau_n,$$

где  $\text{rect}(x)$  – временное окно;  $N$  – количество тактовых импульсов от синхронизатора за интервал времени, соответствующий длительности одного сеанса  $T_c$  в РКЛ;  $T_n$  – период повторения тактовой последовательности;  $\tau_n$  – длительность тактовых импульсов;  $S_0(t)$  – ЛЧМ-импульсный сигнал длительностью  $\tau_n$ ;  $U_0, \varphi_0$  – амплитуда и начальная фаза  $S_0(t)$ ;  $\beta$  – скорость изменения частоты в  $S_0(t)$ ;  $B_1$  – база сигнала  $S_0(t)$ .

Использование в качестве ШС последовательности ЛЧМ-импульсов с большой базой  $B_1$  обеспечивает скрытность РКЛ. Далее в передающем устрой-

стве осуществляется преобразование частоты и балансная модуляция с целью формирования из базового ЛЧМ-сигнала  $S_0(t)$  двухкомпонентного ЛЧМ-сигнала  $S_2(t)$  на выходе ПФ<sub>3</sub>

$$S_2(t) = S_{21}(t) + S_{22}(t);$$

$$S_{21}(t) = U_2 \sum_{i=1}^N \cos[2\pi(f_{21} - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_0 + \Delta\varphi_1];$$

$$S_{22}(t) = U_2 \sum_{i=1}^N \cos[2\pi(f_{22} - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_0 + \Delta\varphi_2];$$

$$f_{21} = f_0 + f_{r1}; \quad f_{22} = f_0 + f_{r2}; \quad f_{r2} - f_{r1} \in [F_1; F_2],$$

где  $f_{21}, f_{22}$  – средние частоты ЛЧМ-сигналов  $S_{21}(t)$  и  $S_{22}(t)$  после прохождения сигнала  $S_0(t)$  через ПФ<sub>1</sub>, СМ<sub>1</sub> и ПФ<sub>2</sub>;  $f_{r1}, f_{r2}$  – частоты гетеродинного напряжения после его преобразования в БМ;  $F_1, F_2$  – модулирующие частоты напряжения  $U_{\text{сч1}}(t)$ , формируемые в СЧ<sub>1</sub>.

При этом имеем

$$U_{r1}(t) = U_{r1} \cos(2\pi f_{r0}t + \varphi_{r0}); \quad U_{\text{сч1}}(t) = U_{\text{сч}} \cos(2\pi F_{1(2)}t + \varphi_{\text{Ф}});$$

$$U_{\text{бм}}(t) = U_{\text{бм}} [\cos(2\pi f_{r1}t + \varphi_{r0} - \varphi_{\text{Ф}}) + \cos(2\pi f_{r2}t + \varphi_{r0} + \varphi_{\text{Ф}})];$$

$$f_{r1} = f_{r0} - F_{1(2)}; \quad f_{r2} = f_{r0} + F_{1(2)}; \quad \Delta\varphi_1 = \varphi_{r0} - \varphi_{\text{Ф}}; \quad \Delta\varphi_2 = \varphi_{r0} + \varphi_{\text{Ф}},$$

где  $U_{r1}, f_{r0}, \varphi_{r0}$  – амплитуда, несущая частота и начальная фаза напряжения  $U_{r1}(t)$ , снимаемого с выхода  $\Gamma_1$ ;  $U_{\text{сч}}, F_{1(2)}, \varphi_{\text{Ф}}$  – амплитуда, модулирующая частота и начальная фаза напряжения  $U_{\text{сч1}}(t)$ , снимаемого с выхода СЧ<sub>1</sub>;  $U_{\text{бм}}, \Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2$  – амплитуда и начальные фазы напряжения  $U_{\text{бм}}(t)$ , снимаемого с выхода БМ.

Для повышения помехозащищенности КРЛ одновременно с балансной модуляцией в передающем устройстве осуществляется ППРЧ.

Для этого по командам с Син и Упр<sub>1</sub> в  $\Gamma_1$  осуществляется перестройка его частоты.

В результате осуществления ППРЧ гетеродинное напряжение принимает следующий вид:

$$U_{r1}(t, f) = U_{r1} \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad \text{при } t_0 + (j-1)T_{\text{ск}} \leq t \leq t_0 + jT_{\text{ск}}; ;$$

$$f_j = f_{r0} + (j-1)f_{\text{ск}}; \quad f_i \in [f_0; f_0 + \Delta f_{\text{н}}]; \quad j \in [1, M_f];$$

$$M_f \leq \Delta f_{\text{н}}/f_{\text{ск}}; \quad f_{\text{ск}} \approx \Delta f; \quad T_{\text{ск}} = T_{\text{б}} = B_2 T_{\text{п}}; \quad B_2 = N/K_{\text{б}},$$

где  $f_j, \varphi_j$  – значение частоты и начальной фазы  $j$ -го элемента частотно-временной матрицы (ЧВМ) напряжения  $U_{r1}(t, f)$ ;  $\Delta f_{\text{н}}$  – ширина рабочего частотного диапазона КРЛ;  $f_{\text{ск}}$  – величина частотного скачка в ЧВМ;  $T_{\text{ск}}$  – длительность элемента ЧВМ;  $M_f$  – количество частотных скачков в ЧВМ;  $T_{\text{б}}$  – длитель-

ность бита передаваемой в КРЛ информации, состоящего из  $B_2$  ЛЧМ-импульсов;  $K_6$  – количество бит в одном сеансе КРЛ без повторов.

После преобразования гетеродинного напряжения  $U_{Г1}(t, f)$  в БМ имеем:

$$U_{6M}(t) = U_{6M} [\cos(2\pi f_{Г1j}t + \varphi_j - \varphi_F) + \cos(2\pi f_{Г2j}t + \varphi_j - \varphi_F)];$$

$$f_{Г1} = f_j - F_{1(2)}; \quad f_{Г2} = f_j + F_{1(2)},$$

где  $f_{Г1}, f_{Г2}$  – частоты напряжения  $U_{6M}(t)$  после осуществления ППРЧ.

На выходе ПФ<sub>3</sub> получаем двухкомпонентный ЛЧМ-сигнал  $S_{2j}(t)$ , который отличается ранее описанного сигнала  $S_2(t)$  тем, что вместо фиксированных частот  $f_{21}$  и  $f_{22}$  используются частоты  $f_{21j} = f_0 + f_{Г1j}$  и  $f_{22j} = f_0 + f_{Г2j}$ .

Все вышерассмотренные виды модуляции сигнала в передающем устройстве, а, именно, ЛЧМ, БМ, ППРЧ предназначены для повышения скрытности, помехоустойчивости и помехозащищенности КРЛ.

Для передачи информации в КРЛ используется частотная манипуляция (ЧМн), которая осуществляется путем выбора модулирующей частоты  $F_1$  или  $F_2$  путем перестройки СЧ<sub>1</sub> на основе целеуказаний, поступающих от ИС.

При этом после УМ двухкомпонентный ЛЧМ-сигнал имеет вид:

а) для передачи бита информации, соответствующего «1»

$$S_3(t) = U_2 K_{\text{ум}} \left\{ \sum_{i=1}^{B_2} \cos[2\pi(f_0 + f_{j1} - F_1 - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_{0i} + \Delta\varphi_{j1} - \varphi_{F1i}] + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{B_2} \cos[2\pi(f_0 + f_{j1} + F_1 - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_{0i} + \Delta\varphi_{j1} + \varphi_{F1i}] \right\};$$

а) для передачи бита информации, соответствующего «0»

$$S_3(t) = U_2 K_{\text{ум}} \left\{ \sum_{i=1}^{B_2} \cos[2\pi(f_0 + f_{j0} - F_2 - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_{0i} + \Delta\varphi_{j0} - \varphi_{F2i}] + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{B_2} \cos[2\pi(f_0 + f_{j0} + F_2 - \frac{\Delta f_{\text{д}}}{2})t + \pi\beta t^2 + \varphi_{0i} + \Delta\varphi_{j0} + \varphi_{F2i}] \right\},$$

где  $K_{\text{ум}}$  – коэффициент передачи УМ по напряжению;  $f_{j1}, f_{j0}$  – значения частот гетеродинного напряжения  $U_{Г1}(t, f)$  при передаче бит, соответствующих «1» и «0»;  $\varphi_{0i}$  – начальная фаза  $i$ -го ЛЧМ-импульса  $S_0(t)$ ;  $\varphi_{j1}, \varphi_{j0}$  – начальные фазы модулирующего напряжения  $U_{сч1}(t)$  с частотами  $F_1$  и  $F_2$ .

При случайных значениях начальных фаз  $\varphi_{0i}, \varphi_{j1}, \varphi_{j2}$  энергетический спектр двухкомпонентного сигнала  $S_3(t)$  является сплошным и имеет ширину  $\Delta f_s = \Delta f_{\text{д}} + 2F_{1(2)}$ .

Передача информации битами, состоящими из последовательности импульсных ЛЧМ-сигналов, обеспечивает увеличение результирующей базы  $B$  сигнала  $S_3(t)$  до величины, равной  $B = B_1 B_2$ , что позволяет дополнительно повысить скрытность и помехоустойчивость КРЛ.

Однако при этом необходимо обеспечить условие когерентности для получаемых после свертки спектра соседних ЛЧМ-импульсов, которое достигается при выполнении следующих соотношений:

$$F_1 \tau_{\text{и}} = K_1, \quad F_2 \tau_{\text{и}} = K_2,$$

где  $K_1, K_2$  – целые числа.

С этой целью в передающее устройство вводится канал коррекции модулирующих частот, состоящий из КД<sub>1</sub>, УФ<sub>0</sub>, ФД, И<sub>0</sub>, Упр<sub>2</sub>, УЧ, СЧ<sub>1</sub>, функционирующий по принципу фазовой автоподстройки частоты.

На выходе КД<sub>1</sub> и УФ<sub>0</sub> при передаче сигнала  $S_3(t)$ , соответствующего биту «1», получаем

$$U_3(t) = \int_{-\infty}^t h_{\phi}(t-x) S_3(x) dx;$$

$$h_{\phi}(t) = 2\Delta f_{\phi} \operatorname{sinc}(\pi \Delta f_{\phi} t) \cos(4\pi F_1 t); \quad \Delta f_{\phi} = 2/T_{\text{п}};$$

$$U_3(t) = U_3 \left\{ \sum_{i=1}^{B_2} \cos[4\pi F_1 t + 2\phi_{F1i}] \right\}.$$

Напряжение  $U_3(t)$  представляет непрерывный процесс, состоящий из пачки примыкающих друг к другу простых радиоимпульсов с частотой  $2F_1$  длительностью  $\tau_{\text{и}}$  и скачками фазы  $\Delta\phi_i = 2\phi_{F1i} - \phi_{F1(1+i)}$ .

При больших и случайных значениях скачков фазы ( $\Delta\phi_i \geq 1$  рад) напряжение  $U_3(t)$  соответствует фазоманипулированному процессу со сплошным спектром шириной  $\Delta f_3 = 1/\tau_{\text{и}}$ .

Для обеспечения нормального функционирования КРЛ необходимо устранить скачки фазы ( $\Delta\phi_i \rightarrow 0$ ), чтобы напряжение  $U_3(t)$  соответствовало простому радиоимпульсу с длительностью  $T_6$  с гармоническим заполнением и с шириной спектра  $\Delta f_3 = 1/T_6$ , что позволит при обработке сигнала  $S_3(t)$  увеличить базу  $B_1$  в  $B_2 = T_6/\tau_{\text{и}}$  раз.

Напряжение рассогласования  $U_4(T_0)$ , соответствующее величине скачков фазы  $\Delta\phi_i$ , получаем на выходе ФД и И<sub>0</sub>



$$U_4(T_0) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} U_3(t) U_{\text{оп}}(t) dt; \quad T_0 \approx T_6;$$

$$U_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \sin(4\pi F_1 t + 2\varphi_{F1});$$

$$U_4(T) = U_4 \sin 2(\varphi_{F1i} - \varphi_{F1}),$$

где  $U_{\text{оп}}(t)$  – опорное напряжение, подаваемое на ФД с выхода СЧ<sub>1</sub> и УЧ;  $T_0$  – постоянная накопления  $I_0$ .

Напряжение  $U_4(T_0)$  через Упр<sub>2</sub> обеспечивает подстройку частоты  $F_1$  так, чтобы  $F_1 \tau_{\text{и}} \rightarrow K_1$  и тогда  $U_4(T_0) \rightarrow 0$ , а напряжение  $U_3(t)$  соответствует простому радиоимпульсу с длительностью  $T_6$ . Результаты коррекции справедливы также и для частоты  $F_2$ , поскольку она выбирается из условия  $F_2 \tau_{\text{и}} = K_2$ .

В приемном устройстве КРЛ происходит усиление в УВЧ, частотная селекция в ПФ<sub>3</sub>, преобразование частоты в СМ<sub>2</sub> с переносом на промежуточную частоту.

На выходе УПЧ имеем:

$$U_5(t) = \int_{-\infty}^t h_{\text{упч}}(t-x) y_2(x) U_{\text{сч2}}(x) dx;$$

$$y_2(t) = S_3(t) + n(t); \quad h_{\text{упч}}(t) = 2\Delta f_n \text{sinc}(\pi\Delta f_n t) \cos(2\pi\Delta f_{\text{пч}} t);$$

$$U_{\text{сч2}}(t) = U_{\text{сч2}} \cos(2\pi f_{\text{сч2}} t); \quad f_{\text{пч}} = f_n - f_{\text{сч2}};$$

$$U_5(t) = S_4(t) + n_1(t),$$

где  $U_5(t)$  – аддитивная смесь сигнала  $S_4(t)$  и шума  $n_1(t)$  на выходе УПЧ;  $y_2(t)$  – аддитивная смесь сигнала  $S_3(t)$  и шума  $n(t)$  на входе УВЧ;  $h_{\text{упч}}(t)$  – импульсная реакция УПЧ;  $U_{\text{сч2}}(t)$  – напряжение СЧ<sub>2</sub> с амплитудой  $U_{\text{сч2}}$  и частотой  $f_{\text{сч2}}$ ;  $f_n, f_{\text{пч}}$  – средние частоты рабочего частотного диапазона КРЛ и УПЧ.

Сигнал  $S_4(t)$  отличается от сигнала  $S_3(t)$  тем, что его несущая частота смещена на величину  $f_{\text{сч2}}$ . Шум  $n(t)$  соответствует гауссовой стационарной помехе с автокорреляционной функцией

$$R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_n \tau) \cos(2\pi f_n \tau),$$

где  $\sigma_n^2$  – дисперсия шума  $n(t)$ .

Двухкомпонентный ЛЧМ-сигнал  $S_4(t)$  после прохождения КД<sub>2</sub> сворачивается по спектру и преобразуется в простые импульсные сигналы с длительностью  $T_6$  и частотами  $F_1$  и  $F_2$  в зависимости от того, что передается битом информации, «1» или «0».

После обработки в КД<sub>2</sub> сигнал и шум поступают на вход ЧД с полосовыми фильтрами УФ<sub>1</sub> и УФ<sub>2</sub>, имеющими импульсные реакции

$$\begin{aligned} h_{yf1}(t) &= 2\Delta f_{yf} \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_{yf}t) \cos(4\pi F_1 t); \\ h_{yf2}(t) &= 2\Delta f_{yf} \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_{yf}t) \cos(4\pi F_2 t); \\ \Delta f_{yf} &= 2/T_6; \quad F_2 - F_1 \geq 4/T_6, \end{aligned}$$

где  $\Delta f_{yf}$  – полоса пропускания УФ<sub>1</sub> и УФ<sub>2</sub>.

При передаче бита информации, соответствующего «1», после прохождения сигнала через УФ<sub>1</sub>, ДО<sub>1</sub> и И<sub>1</sub> имеем

$$S_{61}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T |S_{51}(t)| dt = U_{51} \quad \text{при } T = T_6,$$

$$S_{51}(t) = U_{51} \cos(4\pi F_1 t) \quad \text{при } 0 \leq t \leq T_6,$$

где  $S_{51}(t)$  – сигнал на выходе УФ<sub>1</sub>;  $T$  – постоянная интегрирования И<sub>1</sub>, И<sub>2</sub>.

При передаче бита информации, соответствующего «0», после прохождения сигнала через УФ<sub>2</sub>, ДО<sub>2</sub> и И<sub>2</sub> имеем

$$S_{62}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T |S_{52}(t)| dt = U_{52} \quad \text{при } T = T_6,$$

$$S_{52}(t) = U_{52} \cos(4\pi F_2 t) \quad \text{при } 0 \leq t \leq T_6,$$

где  $S_{52}(t)$  – сигнал на выходе УФ<sub>2</sub>.

В РУ реализуется алгоритм:

$$H_1: U_{51}(T) > U_{\text{пор}};$$

$$H_0: U_{52} > U_{\text{пор}},$$

где  $H_1$  – гипотеза о приеме бита, соответствующего «1»;  $H_0$  – гипотеза о приеме бита, соответствующего «0».

Проведем анализ основных характеристик КРЛ. Поскольку в ЧД реализуется некогерентная обработка, то вероятность ошибочных решений на бит  $P_6$  определяется из следующего соотношения:

$$P_6 = 0,5 \exp\left(-\frac{g^2}{2}\right); \quad g = \sqrt{2} g_{yf} \quad \text{при } \Delta f_{yf} T = 2,$$

где  $g$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе И<sub>1</sub> и И<sub>2</sub>;  $g_{yf}$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе УФ<sub>1</sub> и УФ<sub>2</sub>.

Поскольку при обработке двухкомпонентного ЛЧМ-сигнала  $S_4(t)$  на выходе КД<sub>2</sub> происходит свертка спектра, то при этом имеем

$$g_{y\phi} = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_n / \Delta f_{y\phi}}}{2\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2}};$$

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{P_s}{\sigma_n^2}; \quad P_s = 2P_{s1}; \quad P_{s1} = N_s \Delta f_s; \quad \sigma_n^2 = N_n \Delta f_n,$$

где  $g_{\text{вх}}^2$  – отношение сигнал/помеха по мощности на входе УВЧ;  $P_s, P_{s1}$  – мощность двухкомпонентного и однокомпонентного ЛЧМ-сигнала на входе УВЧ;  $\sigma_n^2$  – дисперсия помехи на входе УВЧ;  $N_s, N_n$  – спектральная плотность по мощности ЛЧМ-сигнала и помехи на входе УВЧ.

Для обеспечения энергетической скрытности функционирования КРЛ необходимо, чтобы выполнялось условие  $N_s/N_n \ll 1$ .

При приеме слабых сигналов, когда  $g_{\text{вх}}^2 \ll 1$ , имеем

$$\frac{N_s}{N_n} = \frac{\sqrt{2}g}{\sqrt{\Delta f_n / \Delta f_{y\phi}}}.$$

При использовании в сеансе КРЛ целеуказания, состоящего из  $K_6$  бит, при  $P_6 \ll 1$ , вероятность ошибочного приема команды  $P_{к1}$  составляет

$$P_{к1} = K_6 P_6.$$

Для повышения достоверности функционирования КРЛ команда формируется путем нескольких повторений целеуказания, и при этом вероятность ошибочного приема команды  $P_{кш}$  составляет  $P_{кш} = P_{\epsilon 1}^m$ , где  $m$  – количество повторений целеуказаний.

Реальная чувствительность КРЛ  $P_p$  определяется из формулы Найквиста

$$P_p = kT_0 N_{\text{ш}} \Delta f_n g_{\text{вх}}^2; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц},$$

где  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума.

Скорость передачи информации в КРЛ равна  $R = 1/T_6 = 1/B_2 \tau_n$ . База сигнала  $S_4(t)$  равна  $B = B_1 B_2 = \Delta f_d T_6$ .

Высокая помехоустойчивость КРЛ обеспечивается ППРЧ, когда сигнал на каждой псевдослучайной частоте из УВЧ существует только на интервале времени, равном  $T_6$ . Кроме того, постановка организованной помехи затруднена, поскольку разведка функционирования КРЛ практически невозможна, если выполняется условие  $N_s/N_n \ll 1$ .

Существенным достоинством данной КРЛ является инвариантность ее основных характеристик к нестабильности частот  $\Gamma_1$  и СЧ<sub>2</sub>, а также к отклонению

закона перестройки частоты сигнала  $S_0(t)$  от линейного. Такой результат обусловлен тем, что в двухкомпонентном ЛЧМ-сигнале компонент, выполняющий роль опорного напряжения, идентичен компоненту, выполняющему роль сигнала, а отличие имеется только в частотном сдвиге на величину  $2F_{1(2)}$ . Инвариантность к дисперсионным искажениям при распространении радиоволн обеспечивается, если модулирующие частоты  $F_{1(2)}$  не превышают частотного интервала когерентности, величина которого для большинства частотных диапазонов составляет  $10^7-10^8$  Гц.

Для иллюстрации полученных соотношений рассмотрим пример при следующих исходных данных:  $\Delta f_d = 10^8$  Гц;  $T_n = \tau_n = 10^{-5}$  с;  $T_6 = 10^{-2}$  с;  $K_6 = 20$ ;  $m = 3$ ;  $\Delta f_n = 10^9$  Гц;  $N_{ш} = 10$ ;  $g_{\text{ао}}^2 = 10^3$ ;  $F_1 = 10^6$  Гц;  $F_2 = 1,5 \cdot 10^6$  Гц.

В результате расчетов получаем:

- 1) база ЛЧМ-импульсного сигнала  $S_0(t) - B_1 = \Delta f_d \tau_n = 10^3$ ;
- 2) база ЛЧМ-сигнала  $S_4(t)$ , состоящего из  $B_2 = T_6 / \tau_n = 10^3$  примыкающих друг к другу импульсов  $- B = \Delta f_d \tau_n = 10^6$ ;
- 3) количество скачков частоты в сигнале  $S_3(t) M_f = \Delta f_n / \Delta f_d = 10$ ;
- 4) скорость передачи информации в КРЛ  $- R = 1/T_6 = 100$  бит/с;
- 5) отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе УФ<sub>1(2)</sub> и И<sub>1(2)</sub>  $- g_{\text{уф}} = 3,2$ ;  $g = 4,5$ ;
- 6) вероятность ошибочных решений на бит  $- P_6 = 2,3 \cdot 10^{-5}$ ;
- 7) вероятность ошибочных решений при передаче команды, состоящей из одного целеуказания  $- P_{к1} = 4,6 \cdot 10^{-4}$  при  $T_{c1} = 0,2$  с;
- 8) вероятность ошибочных решений при передаче команды с трехкратным повторением целеуказания  $- P_{км} = 10^{-10}$  при  $T_{cm} = 0,6$  с;
- 9) реальная чувствительность приемного устройства КРЛ  $- P_p = 4 \cdot 10^{-14}$  Вт;
- 10) отношение спектральных плотностей по мощности сигнала и помехи на входе УВЧ  $- N_s/N_n = 2 \cdot 10^{-2}$ .

Таким образом, исследуемая КРЛ обеспечивает повышение скрытности, помехоустойчивости и помехозащищенности, а также инвариантность к нестабильности частот гетеродинов и синтезаторов частот, отклонению закона изменения частоты сигнала от линейного и к наличию дисперсионных искажений при распространении электромагнитных волн.

Результаты выполненных исследований могут использоваться при проектировании перспективных КРЛ и систем телеуправления, функционирующих в

условиях сложной радиообстановки и при организации радиоэлектронного противодействия.

#### 4. СИСТЕМА ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Системы телеуправления (СТУ) представляют собой особый класс радиосистем передачи информации, предназначенный для управления объектами различного назначения.

С целью повышения скрытности и помехозащищенности СТУ в данном разделе описаны принципы построения системы связи на основе использования широкополосных сигналов (ШС) с комбинированной модуляцией в виде двухчастотных импульсных последовательностей на основе широкополосных ЛЧМ-сигналов [4].

Однако при наличии у потенциального противника информации о частотном разnose ЛЧМ-сигналов система связи может быть подавлена при использовании двухчастотной гармонической помехи.

В данном разделе с целью повышения скрытности и помехозащищенности исследуются принципы построения СТУ при использовании ШС с комбинированной модуляцией на основе использования одночастотных импульсных последовательностей широкополосных ЛЧМ-сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).

На рис. 4.1 приведена структурная схема исследуемой системы телеуправления (СТУ), где  $G_{\text{лчм}}$  – генератор линейно-частотно-модулированного сигнала; Кл – ключ;  $\text{ПФ}_{01}$ ,  $\text{ПФ}_{02}$  – полосовые фильтры;  $\text{См}_1$ ,  $\text{См}_2$  – смесители; УМ – усилитель мощности;  $A_1$ ,  $A_2$  – антенны; Син – синхронизатор; СЧ – синтезатор частот; ИС – источник сообщений; ГК – генератор кода; Пер – передающее устройство; УВЧ – усилитель высокой частоты; Г – гетеродин; УПЧ – усилитель промежуточной частоты;  $\text{ПФ}_1, \dots, \text{ПФ}_i, \dots, \text{ПФ}_n$  – полосовые фильтры;  $\text{Ком}_1, \dots, \text{Ком}_i, \dots, \text{Ком}_n$  – коммутаторы; КД – квадратичный детектор; И – интегратор;  $\text{РУ}_1, \text{РУ}_2$  – решающие устройства;  $\text{ЭО}_1, \dots, \text{ЭО}_i, \dots, \text{ЭО}_n$  – энергетические обнаружители; П – перемножитель; ЛЗ – линия задержки; УФ – узкополосный фильтр; Д – детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот;  $\text{Ав}_1, \dots, \text{Ав}_i, \dots, \text{Ав}_n$  – автокорреляторы;  $\text{ПУ}_1, \dots, \text{ПУ}_i, \dots, \text{ПУ}_n$  – пороговые устройства; Пр – приемное устройство.



Линейно-частотная модуляция (ЛЧМ) предназначена для повышения скрытности при функционировании СТУ за счет снижения спектральной плотности сигнала  $N_s$ .

Для повышения помехоустойчивости при функционировании СТУ, наряду с использованием ЛЧМ-импульсов с большой базой  $B$ , для увеличения времени накопления используется периодическая последовательность ЛЧМ-импульсов, а также набор частотных скачков в одном бите. Быстрая ППРЧ предназначена для повышения помехозащищенности СТУ, а также для повышения ее помехоустойчивости.

Частотная манипуляция (ЧМн) предназначена для передачи информации путем реализации битов информации набором последовательных временных слотов с различными частотами.

Реализация СТУ с повышенными скрытностью, помехозащищенностью и помехоустойчивостью на основе комбинированной модуляции (ЛЧМ–ППРЧ–ЧМн) при ширине спектра ЛЧМ-импульсов  $\Delta f_s \in [10^7, 10^8]$  Гц, количестве частот в частотно-временной матрице  $M_f \in [10, 100]$  требует использования рабочего частотного диапазона  $\Delta f_n \approx 10^9$  Гц, что возможно в сантиметровом или миллиметровом диапазоне волн.

Рассмотрим особенности формирования сигналов в передающем устройстве (Пер).

Синхронизатор формирует две тактовые последовательности дельта-импульсов с периодом  $T_n$ , одна из которых  $U_{c1}(t)$  используется для запуска  $\Gamma_{лчм}$ , а вторая  $U_{c2}(t)$  обеспечивает ограничение длительности  $\tau_n$  ЛЧМ-импульсов  $U_a(t)$  путем закрытия Кл на время  $\Delta\tau = T_n - \tau_n$ ,  $\Delta\tau \ll \tau_n$ .

При этом после фильтрации на выходе ПФ<sub>01</sub> имеем последовательность ЛЧМ-импульсов

$$U_B(t) = \sum_{i=1}^{N_c} U_a(t - t_i) \text{rect}(t - t_i),$$

$$\text{при } \text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i-1)T_n \leq t \leq t_0 + (i-1)T_n + \tau_n, \\ 0 & \text{при других } t; \end{cases}$$

$$U_a(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 - \Delta f_d/2)t + \beta t^2 + \varphi_0];$$

$$\Delta f_d = \beta \tau_n; \quad B = \Delta f_d \tau_n; \quad N_c = T_c/T_n; \quad N_k = T_k/T_n; \quad N_k \ll N_c,$$

где  $\text{rect}(x)$  – временное окно;  $N_c$  – количество тактовых импульсов от синхронизатора за интервал времени, соответствующий длительности одного сеанса  $T_c$  в

СТУ;  $U_a(t)$  – ЛЧМ-импульсный сигнал длительностью  $\tau_{и}$ ;  $U_0, \varphi_0$  – амплитуда и начальная фаза  $U_a(t)$ ;  $f_0, \Delta f_d$  – средняя частота и девиация  $U_a(t)$ ;  $\beta$  – скорость изменения частоты в  $U_a(t)$ ;  $B$  – база сигнала  $U_a(t)$ ;  $N_k$  – количество ЛЧМ-импульсов на интервале времени  $T_k$ , равном длительности ЛЧМ-импульсов и соответствующем длительности элемента частотно-временной матрицы (ЧВМ) процесса с ППРЧ.

Далее в Пер осуществляется преобразование частоты. В качестве гетеродинного напряжения в СЧ формируется процесс с ППРЧ на основе целеуказаний от ИС и ГК. При передаче бита, соответствующего «1» или «0», ГК выдает целеуказания на формирование в СЧ-процессов  $U_{сч1}(t)$  или  $U_{сч2}(t)$ :

$$U_{сч1}(t) = \sum_{j_1=1}^m U_{мсч} \text{rect}[t - t_{j_1}] \cos[2\pi f_{к1}(t - t_{j_1}) + \varphi_{сч}]$$

$$\text{при } t_{01} + (j_1 - 1)T_k \leq t_{j_1} \leq t_{01} + j_1 T_k;$$

$$U_{сч2}(t) = \sum_{j_2=1}^m U_{мсч} \text{rect}[t - t_{j_2}] \cos[2\pi f_{к2}(t - t_{j_2}) + \varphi_{сч}]$$

$$\text{при } t_{02} + (j_2 - 1)T_k \leq t_{j_2} \leq t_{02} + j_2 T_k;$$

$$f_{к1} = f_{11} + (K_1 - 1)\Delta f; \quad \Delta f \geq \Delta f_d; \quad T_k = T_{ск};$$

$$f_{к2} = f_{01} + (K_2 - 1)\Delta f; \quad T_6 = mT_k;$$

$$K_1 \in [1, L_1]; \quad K_2 \in [1, L_2]; \quad m = 0,5M_f,$$

где  $U_{мсч}, \varphi_{сч}$  – амплитуда и начальная фаза гетеродинного напряжения;  $t_{01}, t_{02}$  – моменты начала формирования процессов  $U_{сч1}(t)$  и  $U_{сч2}(t)$ ;  $\{f_{к1}\}, \{f_{к2}\}$  – множество частот, используемых в процессах с ППРЧ при передачи бит, соответствующих «1» и «0»;  $m$  – количество частот, используемых при передачи одного бита информации;  $f_{11}, f_{01}$  – нижнее значение частот, используемых в процессах с ППРЧ при передаче битов информации, соответствующих «1» и «0»;  $K_1, K_2$  – псевдослучайные коэффициенты в пределах  $L_1$  и  $L_2$  при передачи битов информации, соответствующих «1» и «0»;  $\Delta f$  – величина частотного скачка между соседними элементами ЧВМ-процессов с ППРЧ;  $T_6$  – длительность бита;  $\Delta f_n$  – ширина рабочего частотного диапазона СТУ;  $M_f$  – количество частот в ЧВМ;  $T_{ск}$  – длительность частотного скачка в ЧВМ процессов с ППРЧ.

После преобразования частоты, фильтрации в  $\text{ПФ}_{02}$  и усиления на выходе УМ в случае передачи битов информации, соответствующей «1» и «0», имеем



$$\begin{aligned}
U_1(t) &= U_m \sum_{i=1}^{N_6} \text{rect}[t - t_i] \cos\{2\pi[f_{k1}(t - t_i) + \\
&+ (f_0 - \Delta f_d / 2)(t - t_i)] + \beta(t - t_i)^2 + \varphi_0 + \varphi_{сч}\} \quad \text{при } t_{01} \leq t_i \leq t_{01} + T_6; \\
U_0(t) &= U_m \sum_{i=1}^{N_6} \text{rect}[t - t_i] \cos\{2\pi[f_{k2}(t - t_i) + \\
&+ (f_0 - \Delta f_d / 2)(t - t_i)] + \beta(t - t_i)^2 + \varphi_0 + \varphi_{сч}\} \quad \text{при } t_{02} \leq t_i \leq t_{02} + T_6; \\
N_6 &= T_k / T_{п} m,
\end{aligned}$$

где  $N_6$  – количество ЛЧМ-импульсов  $U_0(t)$  в пачке, длительность которой равна длительности бита.

Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) СТУ с другими радиоэлектронными средствами (РЭС) в Пер и Пр целесообразно использовать высоконаправленные антенны, и мощность излучения Пер выбирается на основе компромисса между требуемыми помехоустойчивостью и скрытностью функционирования СТУ.

Приемное устройство СТУ должно обеспечивать высокие помехоустойчивость и помехозащищенность, что достигается на основе использования высоконаправленной антенны  $A_2$ , многоканальной частотной селекции, квазиоптимального автокорреляционного алгоритма обработки ЛЧМ-процессов, мажоритарного алгоритма обработки и списочного декодирования ППРЧ, а также режекции для подавления организованных помех.

С целью упрощения аппаратурной реализации широкодиапазонного Пр на его выходе обеспечивается преобразование частоты в диапазоны, где возможна реализация многоканальных частотно-избирательных устройств на основе технологии с использованием ПАВ.

При отсутствии организованной помехи  $p(t)$  на входе Пр имеем аддитивную смесь  $y_2(t) = U_{1(0)}(t) + n(t)$ , где  $n(t)$  – гауссовая стационарная помеха с автокорреляционной функцией  $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi \Delta f_n \tau) \cos(2\pi f_n \tau)$ ,  $\sigma_n^2 = N_n \Delta f_n$ , где  $\sigma_n^2$ ,  $N_n$  – дисперсия и спектральная плотность помехи  $n(t)$  на входе Пр;  $f_n$  – средняя частота рабочего частотного диапазона СТУ.

После усиления и преобразования частоты на выходе УПЧ получаем аддитивную смесь  $y_{21}(t)$ , которая отличается от процесса  $y_2(t)$  тем, что ее средняя частота равна  $f_{пч} = f_n - f_r$ , где  $f_r$  – частота Г.

Далее процесс  $y_{21}(t)$  расфильтровывается многоканальным частотно-избирательным устройством, включающим в себя ПФ<sub>1</sub>, ..., ПФ<sub>*i*</sub>, ..., ПФ<sub>*n*</sub>. При этом на выходах ПФ получаем

$$U_{\phi 1}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\phi 1}(t-x)y_{21}(x)dx;$$

$$U_{\phi i}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\phi i}(t-x)y_{21}(x)dx;$$

$$U_{\phi n}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\phi n}(t-x)y_{21}(x)dx;$$

$$h_{\phi 1}(t) = 2\Delta f_k \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_k t) \cos(2\pi f_{\phi 1} t);$$

$$h_{\phi i}(t) = 2\Delta f_k \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_k t) \cos(2\pi f_{\phi i} t);$$

$$h_{\phi n}(t) = 2\Delta f_k \operatorname{sinc}(\pi\Delta f_k t) \cos(2\pi f_{\phi n} t),$$

где  $U_{\phi 1}(t)$ ,  $U_{\phi i}(t)$ ,  $U_{\phi n}(t)$  – напряжения на выходах ПФ<sub>1</sub>, ..., ПФ<sub>*i*</sub>, ..., ПФ<sub>*n*</sub>;  $h_{\phi 1}(t)$ ,  $h_{\phi i}(t)$ ,  $h_{\phi n}(t)$  – импульсные реакции ПФ<sub>1</sub>, ..., ПФ<sub>*i*</sub>, ..., ПФ<sub>*n*</sub>;  $\Delta f_k$  – полоса пропускания каждого ПФ;  $f_{\phi 1}$ ,  $f_{\phi i}$ ,  $f_{\phi n}$  – средние частоты ПФ<sub>1</sub>, ..., ПФ<sub>*i*</sub>, ..., ПФ<sub>*n*</sub>.

Для упрощения дальнейшего анализа полагаем, что количество фильтров  $n$  равно количеству частот в ЧВМ  $M_f$ , полоса пропускания ПФ  $\Delta f_n$  равна величине частотного разнеса в ЧВМ  $\Delta f$ , а средние частоты ПФ  $\{f_{\phi 1}, \dots, f_{\phi i}, \dots, f_{\phi n}\}$  с учетом преобразования частоты в  $S_{m_2}$  при отсутствии нестабильности частоты гетеродина  $f_r$  совпадают с набором частот, используемых при формировании в Пер информационных сигналов  $U_1(t)$  и  $U_0(t)$ .

Если использовать в СТУ списочное кодирование, полагая, что  $n = M_f = 10$ ;  $\Delta f_k = 1,2 \cdot 10^8$  Гц;  $\Delta f_d = 10^8$  Гц, то при формировании сигнала  $U_1(t)$  ЧВМ-бита состоит из пяти элементов с длительностью каждого равной  $T_k$ , и, например, с частотами  $\{f_{k1}\} \equiv \{f_{\phi 1}, f_{\phi 3}, f_{\phi 5}, f_{\phi 7}, f_{\phi 9}\}$ , а при формировании сигнала  $U_0(t)$  ЧВМ-бита состоит из пяти элементов длительностью  $T_k$  и, например, с частотами  $\{f_{k2}\} \equiv \{f_{\phi 2}, f_{\phi 4}, f_{\phi 6}, f_{\phi 8}, f_{\phi 10}\}$ .

После прохождения многоканального частотно-избирательного устройства на выходе каждого ПФ непрерывное излучение с информационными сигналами  $U_1(t)$  и  $U_0(t)$  превращаются в импульсные процессы  $U_{\phi 1}(t)$ , ...,  $U_{\phi i}(t)$ , ...,  $U_{\phi n}(t)$ , длительность каждого из которых равна  $T_k$ .

При передаче сигналов  $U_1(t)$  и  $U_0(t)$  биты информации представляют собой набор последовательно расположенных во времени процессов длительностью

$T_k$  с разными частотами в соответствии со списком для гипотезы  $H_1$ , соответствующей передаче «1»,  $H_1 \in \{U_{\phi 1}(t), U_{\phi 3}(t), U_{\phi 5}(t), U_{\phi 7}(t), U_{\phi 9}(t)\}$  при  $t_{11} \leq t \leq t_{11} + T_6$ ; и для гипотезы  $H_0$ , соответствующей передаче «0»,  $H_0 \in \{U_{\phi 2}(t), U_{\phi 4}(t), U_{\phi 6}(t), U_{\phi 8}(t), U_{\phi 10}(t)\}$  при  $t_{01} \leq t \leq t_{01} + T_6$ .

Порядок расположения частот в списке может произвольно меняться одновременно в Пер и Пр.

Сигнальная составляющая процесса  $U_{\phi i}(t)$  имеет следующий вид:

$$S_{\phi i}(t) = \sum_{j=1}^{N_k} U_{ms} \text{rect}(t - t_j) \cos[2\pi(f_{\phi 1} + \delta f)(t - t_j) + \beta(t - t_j)^2 + \varphi_j],$$

где  $\delta f$  – априорно неизвестное частотное смещение, обусловленное нестабильностью частот СЧ и Г;  $\varphi_j$  – случайное значение начальной фазы.

В связи с наличием априорной неопределенности о частоте процесса  $S_{\phi i}(t)$  с целью повышения помехоустойчивости СТУ на выходе каждого ПФ для обработки сигнальных составляющих используются автокорреляторы ( $Ав_1, \dots, Ав_i, \dots, Ав_n$ ), в которых реализуется следующий алгоритм:

$$U_a(T) = \frac{1}{T} \int_0^T U_{a0}^2(t) dt; \quad U_{a0}(t) = \int_{-\infty}^t h_{y\phi}(t-x) S_{\phi i}(x) S_{\phi i}(x - \tau_{лз}) dx;$$

$$h_{y\phi}(t) = 2\Delta f_{y\phi} \text{sinc}(\pi\Delta f_{y\phi} t) \cos(2\pi f_{y\phi} t),$$

где  $U_a(T)$  – напряжение на выходе ФНЧ;  $T$  – постоянная времени ФНЧ;  $U_{a0}(t)$  – напряжение на выходе узкополосного фильтра (УФ);  $\tau_{лз}$  – временной сдвиг, вносимый ЛЗ;  $h_{y\phi}(t)$  – импульсная реакция УФ;  $f_{y\phi}$ ,  $\Delta f_{y\phi}$  – средняя частота и полоса пропускания УФ.

Независимо от средней частоты процесса  $S_{\phi i}(t)$  напряжение на выходе УФ имеет вид

$$U_{a0}(t) = U_{a0} \sum_{i=1}^{N_k} \text{rect}(t - t_i) \cos[2\pi\beta\tau_{лз}t - \beta\tau_{лз}^2 + \varphi_i] \quad \text{при } t + (i-1)T_{п} \leq t \leq t + iT_{п},$$

$$\text{если } f_{y\phi} \approx \beta\tau_{лз}; \quad \tau_{лз} = \Delta\tau; \quad \varphi_i \in [0, 2\pi]; \quad N_k = T_k/T_{п}.$$

Поскольку  $\varphi_i$  принимает случайные значения, то напряжение  $U_{a0}(t)$  представляет собой фазоманипулированный процесс с шириной спектра  $\Delta f_{a0} = 1/T_{п}$ . Учитывая, что в процессе эксплуатации СТУ нестабильность ЛЗ может составлять порядка  $\Delta\tau_{лз} \approx 0,1\tau_{лз}$ , то при этом ширина полосы пропускания УФ и скорость перестройки частоты ЛЧМ-импульса  $\beta$  выбирается из следующих соотношений:

$$\Delta f_{\text{уф}} = 1/T_{\text{п}} + \beta \Delta \tau_{\text{лз}}; \quad \beta \Delta \tau_{\text{лз}} \geq 5 \Delta f_{\text{уф}}; \quad \tau_{\text{лз}} \gg \tau_{\text{кп}}; \quad \tau_{\text{кп}} \approx 1/\Delta f_{\text{к}},$$

где  $\tau_{\text{кп}}$  – интервал корреляции помехи  $n(t)$ , после ее прохождения через ПФ.

Напряжение с выхода каждого Ав при наличии сигнальной составляющей равно  $U_a(T) = \frac{K_{\text{п}} U_{a0}^2}{2}$ ,  $K_{\text{п}}$  – коэффициент передачи Д размерностью 1/В, которое

затем поступает на вход ПУ, где реализуется алгоритм

$$U_a(T) \underset{H_s}{\overset{H_s}{\gtrless}} U_{\text{пор}},$$

где  $H_{si}$ ,  $\bar{H}_{si}$  – гипотезы о наличии или отсутствии в конкретном  $i$ -м канале Пр элемента ЧВМ информационного сигнала в течение конкретного временного слота.

При передаче информационного сигнала  $U_1(t)$  в РУ<sub>2</sub> принимается гипотеза  $H_1$  о наличии бита, соответствующего единице, при выполнении соотношений:

$$H_1: \begin{cases} H_{s1} & \text{при } t_{11} \leq t \leq t_{11} + T_{\text{к}}; \\ H_{s3} & \text{при } t_{11} + T_{\text{к}} \leq t \leq t_{11} + 2T_{\text{к}}; \\ H_{s5} & \text{при } t_{11} + 2T_{\text{к}} \leq t \leq t_{11} + 3T_{\text{к}}; \\ H_{s7} & \text{при } t_{11} + 3T_{\text{к}} \leq t \leq t_{11} + 4T_{\text{к}}; \\ H_{s9} & \text{при } t_{11} + 4T_{\text{к}} \leq t \leq t_{11} + 5T_{\text{к}}. \end{cases}$$

При передаче информационного сигнала  $U_0(t)$  в РУ<sub>2</sub> принимается гипотеза  $H_0$  о наличии бита, соответствующего нулю, при выполнении соотношений:

$$H_0: \begin{cases} H_{s2} & \text{при } t_{01} \leq t \leq t_{01} + T_{\text{к}}; \\ H_{s4} & \text{при } t_{01} + T_{\text{к}} \leq t \leq t_{01} + 2T_{\text{к}}; \\ H_{s6} & \text{при } t_{01} + 2T_{\text{к}} \leq t \leq t_{01} + 3T_{\text{к}}; \\ H_{s8} & \text{при } t_{01} + 3T_{\text{к}} \leq t \leq t_{01} + 4T_{\text{к}}; \\ H_{s10} & \text{при } t_{01} + 4T_{\text{к}} \leq t \leq t_{01} + 5T_{\text{к}}. \end{cases}$$

Использование списочного кодирования при формировании ЧВМ информационных сигналов, наряду с повышением помехоустойчивости СТУ, позволяет обойтись без канала синхронизации. Наличие избыточности информации в РУ<sub>2</sub> для повышения помехоустойчивости при наличии гауссовой помехи  $n(t)$  и организованных помех  $p(t)$  позволяет использовать мажоритарные алгоритмы. Мажоритарное декодирование эквивалентно некогерентному накоплению информации из нескольких частотных составляющих. При использовании критерия обнаружения 3 из 5, т. е. когда в трех из пяти каналах Пр принимается правильное решение по гипотезам  $H_1$  и  $H_0$ , результирующая вероятность ошибки

может быть подсчитана с использованием формулы для биномиального распределения

$$P_{\text{ош}} = \sum_{x=r}^m C_m^r P_{\text{ош1}}^x (1 - P_{\text{ош1}})^{m-r},$$

$$C_m^r = \frac{m!}{r!(m-r)!}; \quad P_{\text{ош1}} = 0,5(P_{\text{пр}} + P_{\text{лт}}),$$

где  $C_m^r$  – количество возможных комбинаций каналов, в которых принимается гипотеза  $\bar{H}_s$ ;  $P_{\text{ош1}}$  – вероятность ошибки в одном из каналов Пр;  $P_{\text{пр}}$ ,  $P_{\text{лт}}$  – вероятности пропуска и ложной тревоги.

При  $r = 3$  и  $m = 5$ , если  $P_{\text{ош1}} \ll 1$ , то имеем  $P_{\text{ош}} \approx 10 P_{\text{ош1}}^3$ .

Перепутывание битов «1» на «0» и «0» на «1» возможно только при одновременном пропуске и наличии тревоги не менее, чем в трех каналах Пр, т. е. при  $P_{\text{ош}} \approx P_{\text{ош1}}^6$ .

Для расчета вероятностей  $P_{\text{пр}}$  и  $P_{\text{лт}}$  в автокорреляторе (Ав) при  $\Delta f_k T_k \gg 1$  можно использовать следующие соотношения:

$$P_{\text{пр}} = 1 - \Phi \left[ g_a - \frac{\text{arc}\Phi(1 - P_{\text{лт}})}{\sqrt{1 + 2g_{\text{уф}}^2}} \right]; \quad P_{\text{лт}} = 1 - \Phi(g_{\text{п}}); \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt,$$

где  $\Phi(x)$  – функция Лапласа;  $\text{arc}\Phi(x)$  – обратная функция Лапласа;  $g_{\text{п}}$  – нормированный порог в ПУ;  $g_{\text{уф}}$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе УФ;  $g_a$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе ФНЧ.

Отношения сигнал/помеха  $g_{\text{уф}}$  и  $g_a$  определяются следующим образом:

$$g_{\text{уф}} = \frac{g_s^2 (1 - \tau_{\text{лз}} / \tau_{\text{и}}) \sqrt{\Delta f_k / \Delta f_{\text{уф}}}}{\sqrt{1 - f_{\text{уф}} / \Delta f_k}};$$

$$g_s^2 = \frac{P_s}{\sigma_{\text{нк}}^2} < 1; \quad \sigma_{\text{нк}}^2 = N_n \Delta f_k; \quad P_s = N_s \Delta f_k;$$

$$g_a = \frac{g_{\text{уф}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{уф}} T_k}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{уф}}^2}};$$

где  $\sigma_{\text{нк}}^2$  – дисперсия помехи  $n(t)$  на входе ПФ;  $P_s$  – мощность сигнала  $U_{c1}(t)$  или  $U_{c0}(t)$  на входе ПФ;  $g_s^2$  – отношение сигнал/помеха  $n(t)$  по мощности на входе ПФ;  $N_s$ ,  $N_n$  – спектральные плотности сигналов  $U_{c1(0)}(t)$  и помехи  $n(t)$  на входе ПФ.

Для обеспечения скрытности функционирования необходимо выполнения условия  $N_s/N_n \leq 1$ .

При анализе помехозащищенности СТУ полагаем, что на вход Пр воздействует одна или несколько прицельных шумовых помех  $p(t)$ , с шириной спектра  $\Delta f_p \approx \Delta f_d$  и средними частотами  $f_p$ , совпадающими с отдельными частотами  $\{f_{si}\}$  ЧВМ информативных сигналов.

Рассмотрим вначале функционирование СТУ при воздействии на вход процесса  $y_3(t) = U_{1(0)}(t) + p(t) + n(t)$  при  $f_{si} \approx f_p$ ,  $\Delta f_s \approx \Delta f_p$ .

Для повышения помехозащищенности СТУ в Пр на выходе каждого ПФ установлено защитное устройство, включающее в себя энергетический обнаружитель (ЭО), включающий квадратичный детектор (КД), интегратор (И), решающее устройство (РУ<sub>1</sub>), и коммутатор (Ком).

ЭО обеспечивает выделение помехи  $p(t)$  на основе алгоритма

$$U_3(T_1) = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} y_3^2(t) dt > U_{\text{пор } 3}; \quad T_1 = \tau_{\text{и}},$$

где  $U_3(T_1)$  – напряжение на выходе ЭО;  $U_{\text{пор } 3}$  – пороговое напряжение в ЭО;  $T_1$  – постоянная интегрирования в ЭО.

Напряжение  $U_3(T_1)$  состоит из набора компонентов

$$U_3(T_1) = U_{ss}(T_1) + U_{sn}(T_1) + U_{nn}(T_1) + U_{sp}(T_1) + U_{pn}(T_1) + U_{pp}(T_1),$$

где  $U_{ss}(T_1)$ ,  $U_{sn}(T_1)$ ,  $U_{sp}(T_1)$  – компоненты, обусловленные взаимодействием типа «сигнал – сигнал», «сигнал – помеха  $n(t)$ », «сигнал – помеха  $p(t)$ »;  $U_{nn}(T_1)$ ,  $U_{pn}(T_1)$ ,  $U_{pp}(T_1)$  – компоненты, обусловленные взаимодействием типа «помеха  $n(t)$  – помеха  $n(t)$ », «помеха  $p(t)$  – помеха  $p(t)$ », «помеха  $p(t)$  – помеха  $n(t)$ ».

Учитывая, что на выходе ПФ имеем  $g_s^2 \ll g_p^2$ ,  $g_p^2 = \frac{\sigma_p^2}{\sigma_n^2}$ , где  $g_p^2$  – отношение помеха  $p(t)$  / помеха  $n(t)$  по мощности на выходе ПФ;  $\sigma_p^2$  – дисперсия помехи  $p(t)$  на выходе ПФ, то при этом компонентами  $U_{ss}(T_1)$ ,  $U_{sn}(T_1)$ ,  $U_{sp}(T_1)$  можно пренебречь.

С учетом вышеизложенного характеристики помехоустойчивости ЭО в режиме обнаружения помехи  $p(t)$  определяются следующими соотношениями:

$$g_3 = \frac{g_p^2 \sqrt{\Delta f_k \tau_{\text{и}}}}{\sqrt{1 + 2g_p^2}}; \quad P_{\text{по } p} = \Phi \left[ g_3 - \frac{\text{arc} \Phi(1 - P_{\text{лт } p})}{\sqrt{1 + 2g_p^2}} \right];$$

$$P_{\text{по } p} = 1 - \Phi(g_{\text{пр}}),$$

где  $g_3$  – отношение помеха  $p(t)$  к помехе  $n(t)$  по напряжению на выходе ЭО;  $g_{пр}$  – нормированный порог при обнаружении помехи  $p(t)$ ;  $P_{по\ p}$ ,  $P_{лт\ p}$  – вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги помехи  $p(t)$  в ЭО.

При отсутствии на выходе ПФ прицельной шумовой помехи  $p(t)$  для исключения ложного закрытия канала в результате обнаружения информационного сигнала решающее устройство ( $РУ_1$ ) функционирует в соответствии с алгоритмом, состоящим из трех этапов:

$$F_1[U_{30}(t, T_1)] \rightarrow U_{пр1}\delta(t_1) \text{ при } t_1 = t_s + T_1;$$

$$F_2[U_{пр1}\delta(t_1)] \rightarrow U_T\delta(t_2) \text{ при } t_2 = t_s + T_k;$$

$$F_3[U_T\delta(t_2)] \rightarrow U_{пр1}1(t) \text{ при } t \geq t_2,$$

где  $F_1[U_{30}(t, T_1)]$  – функционал, соответствующий срабатыванию первого порогового устройства в  $РУ_1$  при превышении  $U_{30}(t, T_1)$  порогового напряжения  $U_{пр1}$  и формирующий в момент времени  $t_1$  дельта-импульс  $\delta(t_1)$ ;  $t_s$  – момент прихода информационного сигнала на вход ЭО;  $F_2[U_{пр1}\delta(t_1)]$  – функционал, соответствующий задержке дельта-импульса  $\delta(t_1)$  с помощью триггера на время, соответствующее длительности элемента ЧВМ информационного сигнала  $T_k$ ;  $U_T\delta(t_2)$  – задержанный на выходе триггера дельта-импульс, который используется в качестве стробирующего на входе второго порогового устройства в  $РУ_1$ ;  $F_3[U_T\delta(t_2)]$  – функционал, соответствующий сравнению напряжения на выходе ЭО в момент времени  $t_2$  в  $РУ_1$  с пороговым напряжением  $U_{пр1}$ .

При срабатывании первого порогового устройства в  $РУ_1$  в момент времени  $t_1$  к моменту времени  $t_2$  в случае обработки процесса  $y_2(t)$ , состоящего из информационного сигнала и помехи  $n(t)$ , напряжение на выходе ЭО становится меньше порогового, т. е. при этом второе пороговое устройство в  $РУ_1$  не срабатывает, и, следовательно, не запирает Ком, что обеспечивает нормальное функционирование канала Пр.

В случае воздействия помехи  $p(t)$  в  $РУ_1$  в момент времени  $t_1$  срабатывает первое пороговое устройство, а поскольку помеха  $p(t)$  является непрерывным процессом, то в момент времени  $t_2$  напряжение на выходе ЭО вызывает срабатывание второго порогового устройства в результате чего формируется единичный скачок  $U_{пр1}1(t)$ , который используется для запираания Ком, что обеспечивает режекцию канала, пораженного помехой  $p(t)$ .

В случае воздействия на вход Пр одной прицельной шумовой помехи  $p(t)$ , квазисогласованной по спектру с одним из элементов ЧВМ информационного

сигнала, вероятность ошибочных решений после ее режекции практически не возрастает благодаря наличию избыточности. Если же на вход Пр будут одновременно воздействовать четыре прицельных шумовых помехи, две из которых квазисогласованы по спектру с элементами ЧВМ информационного сигнала  $U_1(t)$ , а две другие квазисогласованы по спектру с элементами ЧВМ информационного сигнала  $U_0(t)$ , то при этом в РУ<sub>2</sub> необходимо использовать мажоритарный алгоритм, соответствующий принятию гипотезы  $H_1$  и  $H_0$  при правильном обнаружении элементов ЧВМ-сигналов в двух из трех нормально функционирующих каналов Пр. Тогда вероятность ошибочных решений будет равна  $P_{\text{ош}} = 3 P_{\text{ош1}}^2$ .

Рассмотренный выше случай соответствует ситуации, когда радиоподавление производится в 40 % рабочего частотного диапазона СТУ, что маловероятно в связи с высокой скрытностью ее функционирования и малой зоной разведдоступности. Дополнительным достоинством СТУ является инвариантность  $P_{\text{ош}}$  от уровня помех  $p(t)$  при отсутствии в Пр эффекта блокирования.

Для иллюстрации полученных результатов рассмотрим пример, когда передающее устройство (Пер) формирует составные сигналы с комбинированной модуляцией (ЛЧМ–ППРЧ–ЧМн), компоненты которых имеют параметры:

- а) ЛЧМ-компонент:  $\Delta f_d = 10^8$  Гц;  $T_{\text{п}} = 10^{-5}$  с;  $\tau_{\text{и}} = 0,9 \cdot 10^{-5}$  с;  $T_{\text{к}} = 10^{-3}$  с;
- б) ППРЧ-компонент:  $\Delta f = 1,2 \cdot 10^8$  Гц;  $T_{\text{ск}} = T_{\text{к}}$ ;  $M_f = 10$ ;  $\Delta f_n = 1,2 \cdot 10^9$  Гц;
- в) ЧМн-компонент:  $T_6 = 5T_{\text{ск}}$ ;  $\{f_1, f_3, f_5, f_7, f_9\} \equiv 1$ ;  $\{f_2, f_4, f_6, f_8, f_{10}\} \equiv 0$ ;  
 $f_i = f_n + (i - 1)\Delta f$ ,  $i \in [1, 10]$ .

Скорость передачи информации в СТУ равна  $R = 1/T_6 = 200$  б/с.

Допустимая величина нестабильности частоты гетеродина  $\delta f_{\text{г}}$  при доверительной вероятности  $P_{\text{дов}} = 0,95$  определяется из следующего соотношения:

$$\delta f_{\text{г}} = \frac{\Delta f_{\text{с}} - \Delta f_{\text{д}}}{4} = 5 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

С учетом исходных данных при построении Пр СТУ необходимо обеспечить рабочий частотный диапазон  $\Delta f_{\text{р}} = \Delta f_n = 1,2 \cdot 10^9$  Гц и реализовать десятиканальное частотно-избирательное устройство с полосой пропускания ПФ  $\Delta f_{\text{к}} = \Delta f = 1,2 \cdot 10^8$  Гц и средними частотами ПФ  $\{f_{\text{фи}} = f_i - f_{\text{г}}\}$ ,  $i \in [1, 10]$ .

Параметры автокорреляторов и энергетических обнаружителей (Ав и ЭО) определяются следующим образом:

- а)  $T = T_{\text{к}} = 10^{-3}$  с;  $\tau_{\text{лз}} = 0,1\tau_{\text{и}} = 0,9 \cdot 10^{-6}$  с;  $\beta = \Delta f_{\text{д}}/\tau_{\text{и}} = 10^{13}$  Гц/с;



$$\Delta f_{\text{уф}} = \beta \tau_{\text{лз}} = 9 \cdot 10^6 \text{ Гц}; \Delta f_{\text{уф}} = 2/\tau_{\text{и}} = 2,2 \cdot 10^5 \text{ Гц.}$$

$$\text{б) } T_1 = \tau_{\text{и}} = 0,9 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

При приеме информационных сигналов  $U_{1(0)}(t)$  на фоне гауссовой стационарной помехи  $n(t)$  помехоустойчивость СТУ характеризуется следующими параметрами:

$$P_{\text{ош1}} = 10^{-3}; P_{\text{ош}} = 10^{-8}; g_{\text{а}} = 6,2; g_{\text{п}} = 3,1; g_{\text{с}}^2 = 2 \cdot 10^{-2} (-17 \text{ дБ}).$$

Скрытность СТУ оценивается соотношением  $N_{\text{с}}/N_{\text{н}} = \frac{g_{\text{с}}^2 \Delta f_{\text{к}}}{\Delta f_{\text{д}}} \leq 1$ , и поскольку

ку  $N_{\text{с}}/N_{\text{н}} = 2,4 \cdot 10^{-2}$  (-16 дБ), то это позволяет констатировать, что она высока.

При постановке прицельных шумовых организованных помех помехозащищенность СТУ зависит от эффективности защитных устройств, степени спектрального согласования помех с элементами ЧВМ информационных сигналов и количества «пораженных» в Пр каналов.

С учетом приведенных выше соотношений, характеризующих помехоустойчивость ЭО при обнаружении помехи  $p(t)$ , следует, что при  $g_{\text{р}}^2 = 1$  имеем  $g_{\text{з}} = 17,3$ , что позволяет при  $g_{\text{пр}} = 10$  обеспечить практически безошибочное обнаружение, так как  $P_{\text{пор}} \rightarrow 1; P_{\text{лт}} \rightarrow 0$ .

Наличие избыточности в информационных сигналах позволяет при одном «пораженном» канале в Пр сохранить уровень достоверности обрабатываемой информации на уровне  $P_{\text{ош}} = 10^{-8}$ .

В случае поражения шумовыми помехами в четырех из десяти каналов Пр вероятность ошибочных решений возрастает до  $P_{\text{ош}} = 3 \cdot 10^{-6}$ .

Однако в связи с тем, что СТУ имеет высокую степень скрытности ( $N_{\text{с}}/N_{\text{н}} = -16$  дБ), разведдоступность ее весьма затруднена, и поэтому организация массированного радиоподавления СТУ маловероятна.

Применение в СТУ описанной выше структуры позволяет существенно уменьшить время ее готовности  $T_{\text{г}}$  к сеансу связи. Так при приеме информационных сигналов на фоне гауссовой помехи  $n(t)$  время готовности определяется постоянной времени ФНЧ, входящих в состав Ав, т.е.  $T_{\text{г}} = T_{\text{к}} = 10^{-3}$  с, а при наличии организованных помех Ком в защитном устройстве включается через  $T_{\text{к}}$ , и при этом  $T_{\text{г}} = 2T_{\text{к}} = 2 \cdot 10^{-3}$  с. Данная СТУ выгодно отличается по этому показателю от известных систем связи, в которой  $T_{\text{г}}$  составляет единицы секунд.

Таким образом, исследуемая система обеспечивает повышение скрытности, помехоустойчивости и помехозащищенности, существенное уменьшение

времени готовности к сеансу связи, а также инвариантность к нестабильности частоты гетеродина приемника и уровню прицельной шумовой помехи.

Результаты выполненных исследований могут использоваться при проектировании перспективных систем телеуправления и командных радиолиний, функционирующих в условиях сложной радиообстановки и при наличии радиоэлектронного противодействия.

## **5. ВАРИАНТЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА**

### **1. Общие указания**

Работа оформляется в соответствии с требованиями ЕСКД и сдается для проверки не менее чем за неделю до защиты.

### **2. Техническое задание**

Произвести анализ одного из трех описанных в разд. 2–4 вариантов построения системы связи (СС) и осуществить ее оптимизацию по одному из следующих параметров:

- 1) входное отношение сигнал/шум по мощности  $g_{вх}^2$ ;
- 2) дальность связи  $r_{св}$  (км);
- 3) вероятность ошибочных решений  $P_{ош}$ ;
- 4) базы ЛЧМС  $B$ ;
- 5) полосы пропускания линейного тракта приемника  $\Delta f_{лт}$  (Гц);
- 6) скорость передачи информации  $R$  (бит/с);
- 7) реальной чувствительности приемника  $P_{пр}$  (Вт);
- 8) входное отношение сигнал/помеха по мощности  $g_{сп}^2$ .

### **3. Исходные данные для курсового проекта**

1. Линейный тракт приемника (ЛТП) реализуется в виде: а) приемника прямого усиления (ППУ); б) многоканального приемника (МП).

2. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ЛТП соответствует АЧХ идеального полосового фильтра (ИПФ) со средней частотой  $f_n$  и полосой пропускания  $\Delta f_n$ , где  $f_n = (f_1 + f_2)/2$ ;  $\Delta f_n = f_2 - f_1$ ;  $f_1, f_2$  – нижняя и верхняя границы частотного диапазона ЛТП.  $f_n = 25$  ГГц;  $\Delta f_n = 10$  ГГц;  $f_1 = 20$  ГГц;  $f_2 = 30$  ГГц.

3. Сигнал на входе приемника СС соответствует ЛЧМС, особенности формирования которых описаны в разделах 2–4. Средняя частота равна  $f_s = f_n \pm \delta f$ , где  $\delta f$  – величина априорной неопределенности о частоте  $f_s$ .

Полагаем, что  $\delta f/f_n \in [10^{-3}; 10^{-4}]$ . Ширина спектра ЛЧМС  $\Delta f_s \in [10^8; 10^9]$  Гц. База ЛЧМС  $B \in [10^3; 10^7]$ .

4. Шум на входе приемника СС представляет гауссов стационарный процесс, дисперсия которого на входе ЛТП равна  $\sigma_{\text{ЛТП}}^2 = N_n \Delta f_{\text{ЛТП}}$ ;  $N_n = N_{\text{ш}} k T_0$ ;  $k T_0 = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц;  $\Delta f_{\text{ЛТП}} = \Delta f_n / n_k$ ;  $\Delta f_{\text{ЛТП}} \geq \Delta f_s + \delta f$ , где  $N_n$  – спектральная плотность шумов;  $\Delta f_{\text{ЛТП}}$  – шумовая полоса ЛТП;  $n_k$  – количество каналов в приемнике;  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума приемника.

Полагаем, что  $n_k \in [1; 10]$ ;  $N_{\text{ш}} \in [2; 10]$ .

5. Энергетический потенциал передатчика СС  $P_n G_n \in [10^2; 10^5]$  Вт и передатчика организованных помех  $P G \in [10^3; 10^5]$  Вт.

6. Поляризация излучения – круговая. Рассогласование по поляризации отсутствует.

7. Дальность связи  $r_{\text{св}} \in [0,1; 100]$  км.

8. Коэффициент энергетического запаса с учетом затухания радиоволн  $K_3 \in [5; 15]$  дБ.

9. Коэффициент усиления антенны приемника СС  $G_{\text{пр}} \in [10^3; 10^4]$ , коэффициент ослабления по боковым лепесткам  $K_{\text{бл}} \in [-25; -35]$  дБ.

10. Вероятность ошибочных решений  $P_{\text{ош}} \in [10^{-5}; 10^{-8}]$ .

11. Входное отношение сигнал/шум по мощности  $g_{\text{вх}}^2 \in [10^{-4}; 10^{-1}]$ .

12. Скорость передачи информации  $R \in [50; 1000]$  бит/с.

## 5. Содержание курсового проекта

1. Техническое задание.

2. Описание алгоритмов и структуры СС, определение их области применения, достоинств и недостатков.

3. Анализ прохождения сигнала, шума и помехи через функциональные узлы приемника СС.

4. Оптимизация основных характеристик передатчика и приемника по заданному параметру (см. п. 2 параметры 1–8).

5. Заключение.

6. Библиографический список.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 1

## Варианты технического задания на курсовой проект

Варианты	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Пункты задания	1.1 2.1	1.1 2.2	1.1 2.3	1.1 2.4	1.1 2.5	1.1 2.6	1.1 2.7	1.1 2.8	1.2 2.1	1.2 2.2	1.2 2.3	1.2 2.4
Варианты	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Пункты задания	1.2 2.5	1.2 2.6	1.2 2.7	1.2 2.8	1.3 2.1	1.3 2.2	1.3 2.3	1.3 2.4	1.3 2.5	1.3 2.6	1.3 2.7	1.3 2.8

1.1. – Система скрытной связи с использованием ЛЧМС.

1.2. – Командная радиолиния с повышенными помехозащищенностью и скрытностью.

1.3. – Система телеуправления.

Каждый студент конкретизацию исходных данных осуществляет самостоятельно, используя материал, приведенный в пп. 3.1–3.12.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Алехин В.А., Горбенко А.П. Проектирование телекоммуникационных систем. Часть 1. Дискретный канал передачи аналоговых сообщений: Учебное пособие по курсовому проектированию. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 124 с.
2. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Методическое руководство к выполнению курсовой работы «Анализ и оптимизация основных характеристик радиосистем обнаружения при радиомониторинге широкополосных линейно-частотно-модулированных сигналов. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. – 48 с.
3. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Кульбикаян Б.Х. Система скрытной связи с использованием ЛЧМ-сигналов // Труды МНТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: –2013. –Т. 3. – С. 1321–1338.
4. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Костомаров Д.В. Командная радиолиния с повышенными скрытностью и помехозащищенностью. –М.: Специальная техника, 2009, №1. С. 11–17.
5. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Система телеуправления. –М.: Специальная техника, 2009, №3. С. 14–22.

**ОГЛАВЛЕНИЕ**

Предисловие.....	4
1. Общие сведения о системах связи с повышенными скрытностью и помехозащищенностью.....	5
2. Система скрытной связи с использованием ЛЧМ-сигналов.....	6
3. Командная радиолиния с повышенными скрытностью и помехозащищенностью.....	12
4. Система телеуправления.....	21
5. Варианты технического задания для выполнения курсового проекта.....	34
1. Общие указания.....	34
2. Техническое задание.....	34
3. Исходные данные для курсового проекта.....	34
5. Содержание курсового проекта.....	35
Приложение.....	36
Библиографический список.....	37

**Дятлов Анатолий Павлович**  
**Дятлов Павел Анатольевич**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОСИСТЕМ  
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ  
С ПОВЫШЕННЫМИ СКРЫТНОСТЬЮ  
И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬЮ**

Учебное пособие  
по курсовому проектированию  
Часть 1

<i>Ответственный за выпуск</i>	<i>Дятлов А. П.</i>
<i>Редактор</i>	<i>Кочергина Т. Ф.</i>
<i>Корректор</i>	<i>Селезнева Н. И.</i>
<i>Компьютерная вёрстка</i>	<i>Дятлов П. А.</i>

ЛР № 020565 от 25 июня 1997 г. Подписано к печати 24.06.2009 г.

Формат 60×84<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная.

Офсетная печать. Усл. п.л. – 2,7. Уч.-изд. л. – 2,4.

Заказ №                      Тираж 75 экз.

«С»

---

Издательство ЮФУ  
ГСП 17А, Таганрог, Некрасовский, 44

Типография ЮФУ  
ГСП 17А, Таганрог, Некрасовский, 44